

基于新型两步换流的高频链矩阵整流器控制

龙美志, 邓文浪, 齐庭庭, 李 辉, 郭有贵

(湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 介绍了高频链矩阵整流器(HFLMR)的双极性电流空间矢量调制算法,提出了一种新型的两步换流方法,该方法无需输出电流方向的硬件检测电路,提高了换流过程的可靠性,降低了成本。提出了基于 $d-q$ 坐标系的 HFLMR 闭环控制策略,能在宽负载变化范围内获得单位功率因数控制、高质量的输入电流和输出电压/电流。仿真结果验证了控制策略的正确性和有效性。

关键词: 高频链矩阵整流器; 双极性电流空间矢量调制; 两步换流; 闭环控制; 单位功率因数

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.10.023

0 引言

矩阵整流器 MR(Matrix Rectifier)是从双级矩阵变换器拓扑中衍生出来的新型功率变换器^[1],MR 除具备 PWM 整流器的可控功率因数和正弦电网电流等特点外,还有其独特的优势^[2-4]:能实现真正的四象限运行;输出端无需电解电容,寿命较长;可产生幅值和极性均可调的直流电、便于模块化实现等。MR 与高频隔离变压器构成的高频链矩阵整流器 HFLMR(High Frequency Link Matrix Rectifier)不仅实现了输入电源与负载之间的电气隔离,而且有效降低了变压器的体积和重量、增大了输出电压范围,从而拓宽了应用领域^[5-7]。HFLMR 在开关电源、风力发电、高压直流传输等领域具有巨大的应用潜力^[8-10]。

目前,HFLMR 在调制策略、开关损耗分析等方面取得了一定的研究进展。文献[8]提出的基于输入侧电压的双线电压调制策略能实现输入侧电流正弦和单位功率因数,输出电压和调制指数呈线性关系,但也存在开关次数多电路损耗大的不足。文献[11]将 MR 虚拟为整流级和逆变级两部分,整流级采用空间矢量调制,逆变级采用正弦脉宽调制法,调制策略较复杂。文献[12]提出的载波调制策略产生的低频谐波将导致三相输入电流的高 THD、电容滤波器谐振等。双极性电流空间矢量调制 B-C-SVM(Bipolar Current Space Vector pulse width Modulation)策略是一种适用于 HFLMR 的新型调制策略,该策略能实现输入电流正弦、单位功率因数并可调,具有输出电压/电流纹波低以及开关损耗少的特点^[9]。

安全换流是 HFLMR 实用化的关键技术之一。目前常采用的换流策略有:基于检测输入电压区间

的电压型两步换流策略^[13]、基于检测输出电流方向的电流型两步换流策略^[14]、基于检测电压/电流的混合型换流策略等^[15]。其中,两步换流策略减少了换流步骤和换流时间,应用比较广泛。但不管是电流型还是电压型两步换流策略,都需要硬件检测电路准确地判断出输出电流方向或输入各相电压之间的相对关系,虽然高精度的电流或电压硬件检测电路可提高准确度,但硬件成本较高,且不能完全消去在小电流或两相电压比较接近情况下造成的换流失败问题。为此,文献[16-18]提出了无需精确检测输入电压的两步换流策略,在临界区间内利用替代、插入、换序等方法,改变临界区间内的换流策略,临界区间和非临界区间采用 2 种不同的换流策略,但这极大增加了成本和换流策略的复杂性。本文在 B-C-SVM 的基础上,提出了一种新型两步换流策略,其优势体现在:不需要增加电压/电流硬件检测电路,成本比较低;每个换流状态(即每个矢量)为 2 个单相开关导通,不需要辅助开关保持驱动,可防止输入相短路,减少了开关导通个数和开关损耗;换流策略简单,适用于整个换流区间;利用开关关断时间远大于开通时间这一特性,可简化成一步换流。

本文首先介绍了 HFLMR 的拓扑结构和工作原理,详细分析了 HFLMR 的 B-C-SVM 策略;提出了 HFLMR 的新型两步换流策略。接着在 $d-q$ 同步旋转坐标系下建立了 HFLMR 系统的数学模型,在此基础上,提出了 HFLMR 的闭环控制策略,控制系统具有网侧输入电流谐波含量低、功率因数高、输出电压/电流纹波小、无静差、动态性能良好的特点。在 MATLAB 下建立系统的仿真模型,仿真结果验证了控制策略的正确性和有效性。

1 MR 的调制原理与换流策略

1.1 B-C-SVM 原理

HFLMR 的拓扑结构如图 1 所示,由输入 LC 滤

收稿日期:2012-09-07;修回日期:2013-07-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(50977080,51277156);湖南省重点学科建设项目

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(50977080,51277156) and the Construct Program of the Key Discipline in Hunan Province

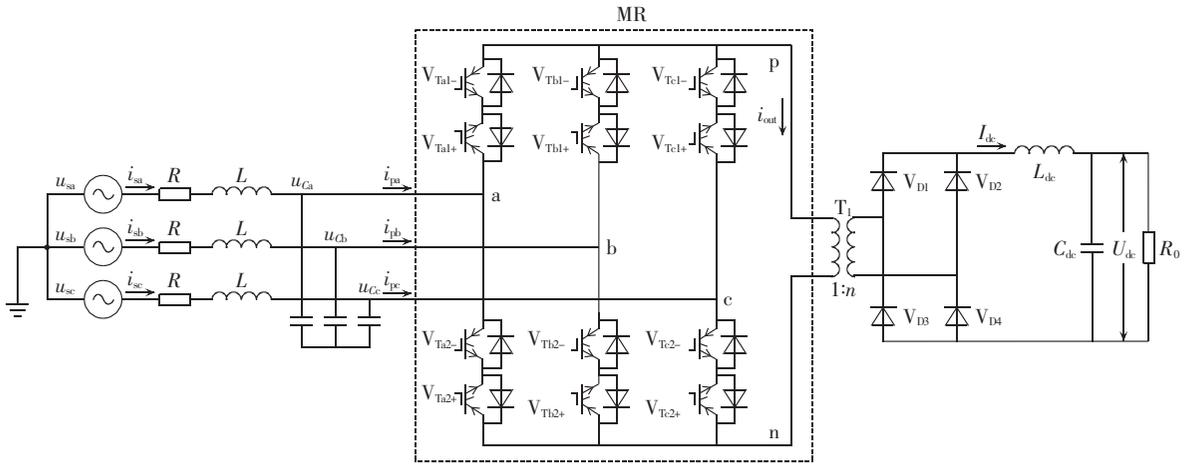
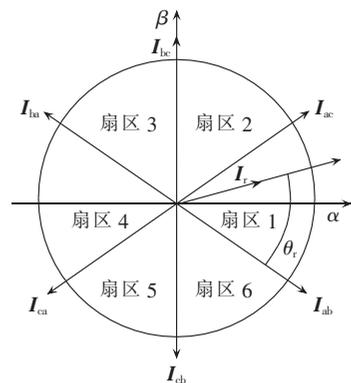


图 1 HFLMR 的拓扑结构
Fig.1 Topology of HFLMR

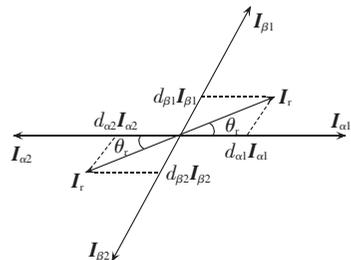
波器、MR、高频变压器、不可控全桥整流器、输出 LC 电路和负载组成。MR 由 12 个 IGBT 构成的双向开关组成,将三相工频交流电压直接转换成正负交变的高频电,替换了传统隔离型整流器中的 AC-DC-AC 两级变换,从而减少了转换级数和开关数量。变压器 T_1 起到电气隔离、增加电压等级和降低传输损耗的作用,由于传输的是高频电,变压器、滤波器等元件的体积和重量大幅减小。二极管全桥整流器将高频变压器输出的高频电转换成直流电。

图 1 中对 HFLMR 的输出电流方向进行了定义,规定输出电流从 p 流向 n 的方向为正方向,反之为负方向;对每个双向开关中的单向开关按输出电流的正负方向进行区分,如 V_{Ta1+} 中 V_T 表示开关,a 表示与输入 a 相接通,1 表示上桥臂,+ 表示当其与下桥臂同样标有 + 的单相开关同时导通的话,输出正电流可以顺利流通。

图 2 为 MR 输入相电流空间矢量扇区图,传统的 PWM 整流器的输出直流电极性不变,只需采用常规空间矢量调制法,即利用扇区 2 个相邻的基本矢量与零矢量合成所需的输入电流矢量。而 MR 输出为正负交变的高频电,因此,MR 的空间矢量调制法与常规法不同。它是由参考输入相电流所在扇区相邻 2 个基本矢量(用来输出正电流 $+I_m$, I_m 为 MR 输出的正负交变高频电流的幅值平均值)、与之极性相反的 2 个基本矢量(用来输出负电流 $-I_m$)和零矢量这 5 个矢量来合成输入相电流,由于 MR 输出极性有正有负,故将这种调制策略称为 B-C-SVM 策略。如图 2 所示,以扇区 1 为例,可由扇区 1 内输入相电流的 5 个基本矢量 (I_{ab} 、 I_{ac} 、 I_{ba} 、 I_{ca} 和 I_{aa})来合成参考输入相电流。同时,一个 PWM 周期 T_p 内 MR 输出电流的合成方法为:前半周期内,基本矢量作用时输出电流为正,即 $i_{out}=I_m$,零矢量作用时输出电流为 0;后半周期内,与前半周期极性相反的基本矢量作用时输



(a) 输入电流矢量分布



(b) 输入电流参考矢量合成

图 2 MR 输入相电流空间矢量分布和合成
Fig.2 Distribution and composition of MR input phase current space vector

出电流为负,即 $i_{out}=-I_m$,零矢量作用时输出电流为 0。值得注意的是:当电流调制度 m 接近为 1 时,零矢量作用的时间也接近为 0,为了安全实现新型两步换流策略,零矢量作用的时间需大于换流时开关可靠动作所需要的换流时间,这样,电压传输比则可通过提高变压器变比来保证。

设 MR 三相输入相电压为:

$$\mathbf{u}_c = \begin{bmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{bmatrix} = U_{Cm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

需要调制得到的三相参考输入相电流为:

$$\vec{i}_p = I_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_p) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_p - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_p + 120^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, ω_i 为输入角频率, U_{cm} 、 I_{pm} 分别为输入相电压、相电流幅值, φ_p 为输入相电压与参考输入相电流相位之差。

设在前半个周期, 以角频率 ω_i 旋转的参考输入相电流矢量 \mathbf{I}_r 可以由其所处扇区的 2 个非零相邻矢量 $\mathbf{I}_{\alpha 1}$ 和 $\mathbf{I}_{\beta 1}$ 以及对应的零矢量 \mathbf{I}_0 叠加合成, 这时 MR 输出电流为 I_m 。合成方法如图 2(b) 所示, $\mathbf{I}_{\alpha 1}$ 、 $\mathbf{I}_{\beta 1}$ 以及零矢量 \mathbf{I}_0 对应的占空比 $d_{\alpha 1}$ 、 $d_{\beta 1}$ 和 d_{01} 分别为:

$$\begin{cases} d_{\alpha 1} = \frac{2}{T_p} t_{\alpha 1} = m \sin(60^\circ - \theta_r) \\ d_{\beta 1} = \frac{2}{T_p} t_{\beta 1} = m \sin \theta_r \\ d_{01} = \frac{2}{T_p} t_{01} = 1 - d_{\alpha 1} - d_{\beta 1} \end{cases} \quad (3)$$

其中, $t_{\alpha 1}$ 、 $t_{\beta 1}$ 、 t_{01} 分别为前半个周期内空间矢量 $\mathbf{I}_{\alpha 1}$ 、 $\mathbf{I}_{\beta 1}$ 、 \mathbf{I}_0 的作用时间; m 为电流调制度, $0 \leq m = I_{pm}/I_m \leq 1$; θ_r 为参考输入相电流矢量 \mathbf{I}_r 与 $\mathbf{I}_{\alpha 1}$ 之间的夹角, $\theta_r = \omega_i t - \varphi_p + 30^\circ$ 。

后半周期使用的基本矢量的极性与前半周期的基本矢量相反, 即 $\mathbf{I}_{\alpha 2}$ 、 $\mathbf{I}_{\beta 2}$ 以及零矢量 \mathbf{I}_0 , 合成方法与前半周期相类似, 如图 2(b) 所示, 目的是使 MR 输出电流为与前半周期极性相反的电流 $-I_m$ 。注意到基本矢量的占空比只与 θ_r 和 m 有关, 当这 2 个参数在同一个周期内保持不变时, 后半周期使用的基本矢量的占空比就与前半周期的相同, 即 $d_{\alpha 2} = d_{\alpha 1}$ 、 $d_{\beta 2} = d_{\beta 1}$ 、 $d_{02} = d_{01} = d_{00}$ 。这样, 通过 B-C-SVM 算法就保证了 MR 输出是正负交变的高频电。

根据非零矢量对应的开关状态及流通过程, 可以推导出前半周期 MR 输入电流的平均值^[1]:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{pa1} \\ \bar{i}_{pb1} \\ \bar{i}_{pc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{\alpha 1} + d_{\beta 1} \\ -d_{\alpha 1} \\ -d_{\beta 1} \end{bmatrix} I_m = I_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - 30^\circ) \\ -\sin(60^\circ - \theta_r) \\ -\sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

同理可得后半周期输入电流的平均值:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{pa2} \\ \bar{i}_{pb2} \\ \bar{i}_{pc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{\alpha 2} + d_{\beta 2} \\ -d_{\alpha 2} \\ -d_{\beta 2} \end{bmatrix} I_m = I_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - 30^\circ) \\ -\sin(60^\circ - \theta_r) \\ -\sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (5)$$

可见, 前、后半周期的输入电流平均值相等。将 $\theta_r = \omega_i t - \varphi_p + 30^\circ$ 代入上式, 可得一个周期 T_p 输入电流平均值:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{pa} \\ \bar{i}_{pb} \\ \bar{i}_{pc} \end{bmatrix} = I_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_p) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_p - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_p + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (6)$$

可见, 采用 B-C-SVM 算法, 可以保证 MR 三相

输入电流为对称正弦, 改变 φ_p 可以调节 MR 输入功率因数。

同样地, 扇区 1 内, 联合式(1), 可得 MR 输出的正负交变高频电压的幅值平均值为:

$$\bar{U}_{pm} = \begin{bmatrix} d_{\alpha 1} + d_{\beta 1} \\ -d_{\alpha 1} \\ -d_{\beta 1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} m U_{cm} \cos \varphi_p \quad (7)$$

由上式可知改变 m 和 φ_p 就可以改变高频电压幅值平均值的大小。

1.2 HFLMR 的新型两步换流策略

以扇区 1 为例, 每个开关周期内 HFLMR 中 MR 输出的电压波形、各基本矢量作用时间和顺序如图 3 所示。图中, u_{lb+} 表示仅 V_{Tb1+} 和 V_{Tb2+} 导通的电压; u_{ab+} 表示仅 V_{Ta1+} 和 V_{Tb2+} 导通的电压; u_{ac+} 表示仅 V_{Ta1+} 和 V_{Tc2+} 导通的电压; u_{aa+} 表示仅 V_{Ta1+} 和 V_{Ta2+} 导通的电压; 其他情况依此类推。

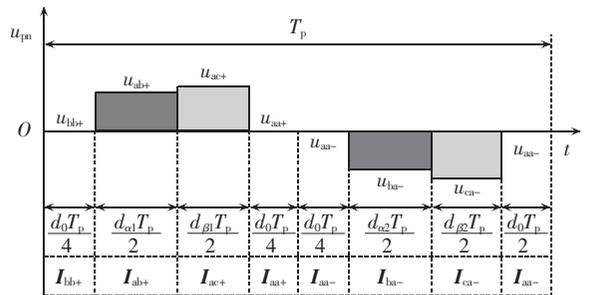


图 3 HFLMR 的输出电压、矢量合成时间和顺序
Fig.3 Output voltage of HFLMR and its timing and sequence of vector composition

根据 1.1 节一个 PWM 周期 T_p 内 MR 输出电流的合成方法, 以扇区 1 前半周期为例(此时负载电流为正), 说明其换流过程。

从 u_{lb+} 换流到 u_{ab+} 的具体过程: ①驱动 V_{Ta1+} , 由于 $u_a > u_b$, 电流自然换流至 V_{Ta1+} ; ②关断 V_{Tb1+} , 此时电流已换流至 V_{Ta1+} , V_{Tb1+} 将实现软关断。

从 u_{ab+} 换流到 u_{ac+} 的具体过程: ①驱动 V_{Tc2+} , 如果 $u_b > u_c$, 电流自然换流至 V_{Tc2+} , 否则依然流过 V_{Tb2+} ; ②关断 V_{Tb2+} , 如果 $u_b > u_c$, 此时电流已换流至 V_{Tc2+} , V_{Tb2+} 将实现软关断, 否则电流将强迫换流至 V_{Tc2+} 。

从 u_{ac+} 换流到 u_{aa+} 的具体过程: ①驱动 V_{Ta2+} , 由于 $u_a > u_c$, 电流依然流过 V_{Tc2+} ; ②关断 V_{Tc2+} , 电流强迫换流至 V_{Ta2+} 。

从 u_{aa+} 换流到 u_{aa-} 的具体过程: ①驱动 V_{Ta1-} 、 V_{Ta2-} ; ②关断 V_{Ta1+} 、 V_{Ta2+} 。

其他扇区, 换流过程类似。换流过程中有一半的概率是自然换流, 同时开关管也有一半的概率是软关断, 因此此换流策略也可称为半自然两步换流或半软两步换流。另外, 因开关关断时间远大于开关导通时间, 可将开关的导通和关断合成一步。这样,

此两步换流策略可进一步简化成一步换流策略。

新型两步换流策略利用 B-C-SVM 每个扇区的每个周期内输出电流方向已知的条件,且扇区号和占空比可直接通过数字信号处理器对三相参考输入电流进行软件计算得到,取消了额外的电压/电流硬件检测电路,提高了换流策略的可靠性,降低了成本,不存在难以判断的情况,适用于整个换流区间。同时,通过合理地分配各个矢量的作用时刻,保证了每个矢量只需导通 2 个单向开关,无需辅助开关保持驱动即可实现安全换流。从而新型两步换流策略减少了换流步骤,达到了减少开关动作次数和开关导通个数、降低开关损耗的目的。

2 HFLMR 的闭环控制策略

根据基尔霍夫电压定律建立的 HFLMR 交流侧在 $d-q$ 坐标系下的电压/电流方程为:

$$\begin{cases} u_{Cd} = u_{sd} - Ri_{sd} - L \frac{di_{sd}}{dt} + \omega_i Li_{sq} \\ u_{Cq} = u_{sq} - Ri_{sq} - L \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_i Li_{sd} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} i_{pd} = i_{sd} - C \frac{du_{Cd}}{dt} + \omega_i Cu_{Cq} \\ i_{pq} = i_{sq} - C \frac{du_{Cq}}{dt} - \omega_i Cu_{Cd} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $u_{sd}, u_{sq}, i_{sd}, i_{sq}$ 为网侧电压/电流 d, q 轴分量; u_{Cd}, u_{Cq} 为 HFLMR 交流侧电容电压的 d, q 轴分量; i_{pd}, i_{pq} 为 HFLMR 输入电流的 d, q 轴分量; L, C 为交流侧滤波电感、电容, R 为电感和线路的内阻。

结合式(8)、(9)可得:

$$\begin{cases} i_{pd} = (1 - \omega_i^2 CL) i_{sd} + RC \frac{di_{sd}}{dt} + CL \frac{d^2 i_{sd}}{dt^2} - \omega_i CR i_{sq} - 2\omega_i CL \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_i Cu_{sq} \\ i_{sq} = (1 - \omega_i^2 CL) i_{sq} + RC \frac{di_{sq}}{dt} + CL \frac{d^2 i_{sq}}{dt^2} + \omega_i CR i_{sd} + 2\omega_i CL \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_i Cu_{sd} \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可得 HFLMR 交流侧在 $d-q$ 坐标系下的稳态方程为:

$$\begin{cases} i_{pd} = (1 - \omega_i^2 CL) i_{sd} - \omega_i CR i_{sq} + \omega_i Cu_{sq} \\ i_{sq} = (1 - \omega_i^2 CL) i_{sq} + \omega_i CR i_{sd} - \omega_i Cu_{sd} \end{cases} \quad (11)$$

三相电网电压对称条件下,采用电网电压定向的矢量控制技术,使三相交流系统电压向量定向在 $d-q$ 坐标系的 d 轴上,同时 $u_{sq} = 0$ 。 $d-q$ 坐标系下网侧有功功率和无功功率的表达式分别为:

$$\begin{cases} P_s = u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq} = u_{sd} i_{sd} \\ Q_s = u_{sq} i_{sd} - u_{sd} i_{sq} = -u_{sd} i_{sq} \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可知,在电网三相电压 u_{sd} 一定的情况下,有功功率 P_s 和无功功率 Q_s 分别只与 i_{sd}, i_{sq} 相关,

且呈线性比例,调节 i_{sd}, i_{sq} 即可以独立控制网侧输出有功功率和无功功率。因此,调节网侧输出的有功功率就可以实现对 HFLMR 输出直流电压的稳定控制,调节网侧输出的无功功率即可实现对 HFLMR 输入功率因数控制。

根据上述分析,建立的 HFLMR 闭环控制系统框图如图 4 所示。系统采用双闭环控制,外环为直流电压控制环,将直流电压检测量与给定值比较,通过 PI 控制器调节得到 d 轴电流(有功电流)指令给定值 i_{sd}^* ,以实现低纹波直流电压的稳定控制;当 HFLMR 工作在单位功率因数时, q 轴电流(无功电流)指令给定值 $i_{sq}^* = 0$ 。内环为交流电流控制环,其 PI 调节器输出分别加上解耦补偿项后,通过 dq/abc 变换形成 HFLMR 的三相输入电流参考信号,最后通过 B-C-SVM 实现对 HFLMR 中功率开关的通断控制。交流电流内环的目的是使网侧的 d 轴、 q 轴电流 i_{sd}, i_{sq} 分别跟踪电压外环输出的有功电流指令 i_{sd}^* 以及给定的无功电流指令 i_{sq}^* ,以实现快速低谐波电压控制和单位功率因数控制。

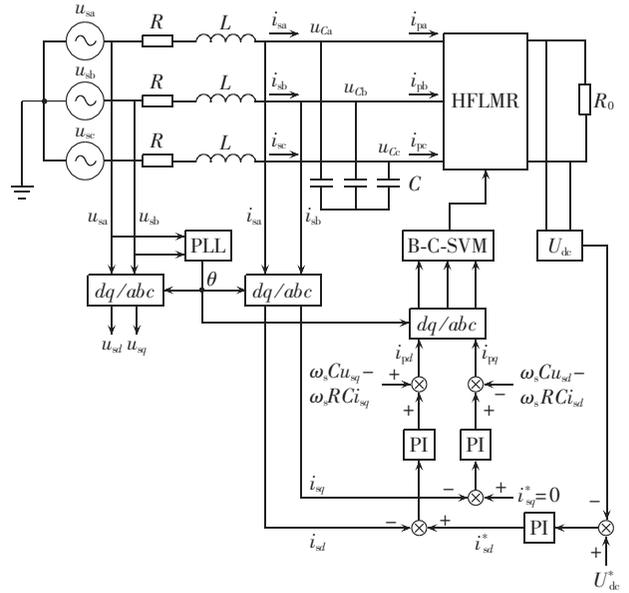


图 4 HFLMR 的闭环控制系统

Fig.4 Closed-loop control system of HFLMR

3 仿真研究

在上述理论分析的基础上,在 MATLAB/Simulink 中搭建了 HFLMR 及其控制系统的仿真模型。仿真参数如下:网侧输入额定相电压为 220 V,额定频率 50 Hz;直流感应 $L_{dc} = 50$ mH,直流电容 $C_{dc} = 45$ μ F,负载电阻 $R_0 = 15$ Ω ;开关频率为 10 kHz。仿真设置为: $t = 0.1$ s 时,直流电压指令给定值由 $U_{dc} = 350$ V 变化至 $U_{dc} = 400$ V; $t = 0.2$ s 时,负载电阻从 $R_0 = 15$ Ω 变化至 $R_0 = 8.89$ Ω 。

图 5 给出了网侧输入电压/电流、MR 输入电压/

电流、输出电压/电流以及直流电压/电流波形图。由图 5(a)、(b)可知,HFLMR 输入侧电压/电流具有相同的相位,网侧输入侧电流为正弦波,可实现单位功率因数运行。MR 输出电压/电流波形如图 5(c)、(d)

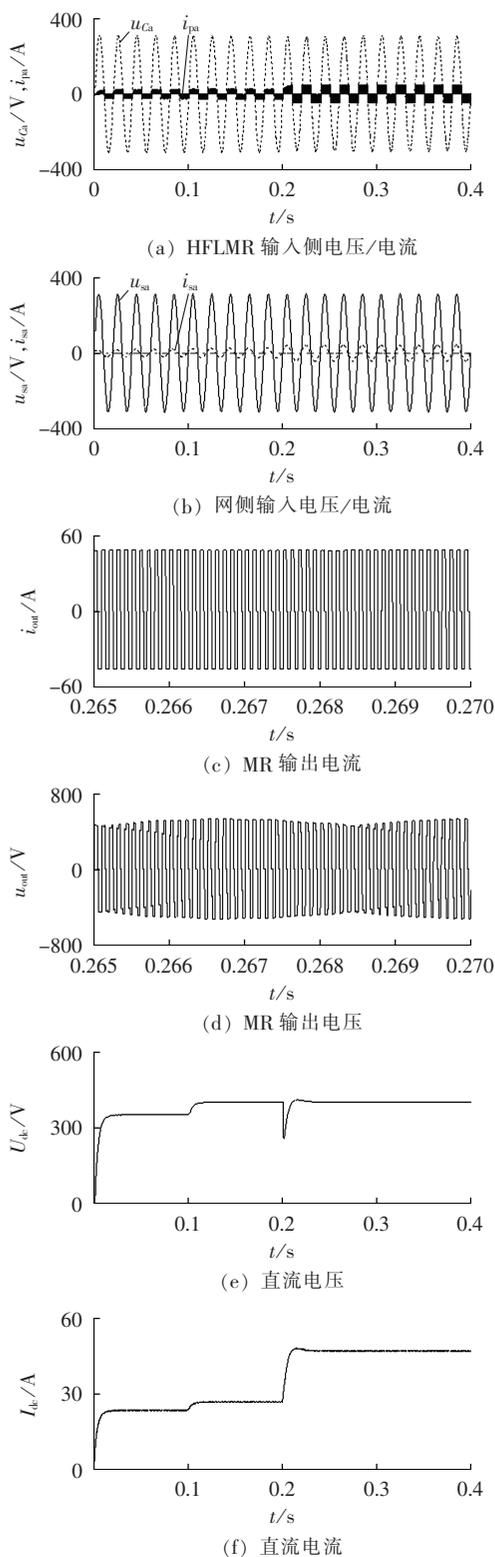


图 5 网侧输入电压/电流、MR 输入电压/电流和输出电压/电流、直流电压/电流仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of voltages/currents at grid side,MR side and DC side

所示,为负交变的高频电,每个 PWM 周期的高频电流由 3 级电流组成,高频电压由与 5 个基本矢量对应的 5 级电压组成,与本文 1.1 节介绍的 B-C-SVM 算法相符合,从图 5(e)中可以看出在直流电压给定值改变的情况下,实际输出直流电压能快速跟踪给定值;当负载电阻突变后,直流电压能够快速恢复。

4 结论

本文分析了 HFLMR 的 B-C-SVM 策略;提出了 HFLMR 的新型两步换流策略以及 HFLMR 系统的闭环控制策略。

a. 采用 B-C-SVM 策略,HFLMR 将三相交流电变换成高频电,再通过高频变压器和整流桥将高频电变换成直流电,HFLMR 具有转换级数少、成本低、效率高等特点。

b. 新型两步换流策略无需额外的电压/电流硬件检测电路,每个矢量只需导通 2 个单向开关,无需辅助开关保持驱动即可实现安全换流。换流策略无需修正,适用于整个换流区间,具有换流简单、步骤少、时间短、可靠性高、成本低的优点。

c. 所提闭环控制策略具有网侧输入电流谐波含量低、功率因数高、输出电压/电流纹波小、无静差、动态性能良好的特点。

d. 下一步的研究工作:拟对扇区判断出错等情况下 HFLMR 换流的可靠性进行分析,分析输入电流电压相位差大小对换流可靠性及对系统性能的影响,并提出改进的方法。

参考文献:

- [1] 邓文浪,杨欣荣,朱建林,等. 18 开关双级矩阵变换器的空间矢量调制策略及其仿真研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(15): 84-90.
DENG Wenlang,YANG Xinrong,ZHU Jianlin,et al. Space vector modulation strategy of two-stage matrix converter with 18 switches and it's simulation study[J]. Proceedings of the CSEE, 2005,25(15):84-90.
- [2] HOMES D G,LIPO T A. Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1992,7(1):240-250.
- [3] 杨兴华,杨喜军,张哲民,等. 矩阵整流器单周期控制策略的研究[J]. 电工技术学报,2012,27(2):38-44.
YANG Xinghua,YANG Xijun,ZHANG Zhemin,et al. Research on one-cycle control strategy of matrix rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(2):38-44.
- [4] EJEJA J B,SANCHIS-KILDERS E,CARRASCO J A,et al. High-frequency bi-directional three-phase rectifier with power factor correction[C]//IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference. Vancouver,Canada:IEEE,2001:1303-1308.
- [5] VLATKOVIC V,BOROJEVIC D,LEE F C. A zero-voltage switched three-phase isolated PWM Buck rectifier[J]. IEEE Transactions on

- Power Electronics,1995,10(2):148-157.
- [6] LEE K B,BLAABJERG F. Improved sensorless vector control for induction motor drives fed by a matrix converter using nonlinear modeling and disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2006,21(1):52-59.
- [7] NGUYEN-QUANG N,STONE D A,BINGHAM C M. Single phase matrix converter for radio frequency induction heating[C]//IEEE International Symposium on Power Electronics,Electrical Drivers, Automation and Motion. Taormina,Italy:IEEE,2006:614-618.
- [8] 文锋,姜久春,郭慧萍. 基于矩阵变换器的 AC/DC 变换器[J]. 电工技术学报,2009,24(3):128-131.
WEN Feng,JIANG Jiuchun,GUO Huiping. AC/DC converter based on matrix converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(3):128-131.
- [9] GARCES A,MOLINAS M. High frequency wind energy conversion from the ocean[C]//2010 International Power Electronics Conference(IPEC). Sapporo,Japan:IEEE,2010:2056-2061.
- [10] GARCES A,MOLINAS M. A study of efficiency in a reduced matrix converter for offshore wind farms[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(1):184-193.
- [11] 刘文良,阎彦,王杰. 基于矩阵变换器的开关电源及其仿真研究[J]. 电气传动,2007,37(8):25-28.
LIU Wenliang,YAN Yan,WANG Jie. Switch mode power supply based on matrix converter and its simulation study[J]. Electric Drive,2007,37(8):25-28.
- [12] MOGSTAD A B,MOLINAS M. Power collection and integration on the electric grid from offshore wind parks[C]//Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics(NORPIE/2008). Espoo, Finland:IEEE,2008:2016-2112.
- [13] 林桦,余宏武,何必,等. 矩阵变换器的电压型两步换流法[J]. 中国电机工程学报,2009,29(3):36-41.
LIN Hua,SHE Hongwu,HE Bi,et al. Two-step commutation strategies for matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(3):36-41.
- [14] EMPRINGHAM L,WHEELER P W,CLARE J C. A matrix converter induction motor drive using intelligent gate drive level current commutation techniques[C]//IEEE Industry Applications Conference. Rome,Italy:IEEE,2000:1936-1941.
- [15] ZIEGLER M,HOFMANN W. New one-step commutation strategies in matrix converters[C]//IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Bali,Indonesia:IEEE,2001:560-564.
- [16] MAHLEIN J,IGNEY J,WEIGOLD J. Matrix converter commutation strategies with and without explicit input voltage sign measurement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2002,49(2):407-414.
- [17] 王兴伟,林桦,余宏武,等. 矩阵变换器电压型两步换流策略及实现[J]. 电工技术学报,2010,25(4):103-108.
WANG Xingwei,LIN Hua,SHE Hongwu,et al. Implementation of two-step voltage commutation method for matrix converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(4):103-108.
- [18] STEFFEN B,SRINIVAS P,RALPH T. Design and loss comparison of matrix converters and voltage-source converters for modern AC drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2002,49(2):304-314.

作者简介:

龙美志(1986-),男,湖南娄底人,硕士研究生,研究方向为新型功率变换器及其控制技术(**E-mail**:swift116119@126.com);

邓文浪(1970-),女,湖南长沙人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为新型功率变换器及其控制技术、风力发电控制技术(**E-mail**:dengwenlang@sohu.com);

齐庭庭(1988-),男,湖北荆州人,硕士研究生,研究方向为电力电子变换器及其控制技术;

李辉(1974-),男,湖南怀化人,工程师,博士,主要研究方向为电力电子系统建模与优化控制;

郭有贵(1968-),男,湖南湘潭人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子与电力传动和计算机控制技术。

Control of high frequency link matrix rectifier based on two-step commutation

LONG Meizhi,DENG Wenlang,QI Tingting,LI Hui,GUO Yougui

(Institute of Information and Engineering,Xiangtan University,Xiangtan 411105,China)

Abstract: The B-C-SVM(Bipolar Current Space Vector pulse width Modulation) algorithm applied in HFLMR (High Frequency Link Matrix Rectifier) is introduced and a two-step commutation strategy is proposed, which does not need the hardware detection circuits of output current direction,resulting in higher reliability and lower cost. The strategy of HFLMR closed-loop control based on $d-q$ coordinates system is established to achieve the unity power factor control,high-quality input current and high-quality output current/voltage within wide load variation range. Simulative results show the correctness and effectiveness of the proposed strategy.

Key words: high frequency link matrix rectifier; bipolar current space vector pulse width modulation; two-step commutation; closed-loop control; unity power factor